

TRANSICIÓN COAXIAL A GUÍA DOBLE RIDGE CARGADA

Pablo Cantora Álvarez y Carlos del Río Bocio

Jorge Teniente Vallinas

Dpto. de Ingeniería Eléctrica y Electrónica

Dpto. de Ingeniería Eléctrica,
Electrónica, Computadores y Sistemas

Universidad Pública de Navarra

Universidad de Oviedo

e-mail :

e-mail :

pcantora@hotmail.com

jteniente@tsc.uniovi.es

carlos@unavarra.es

jorge.teniente@unavarra.es

Abstract-In this paper a new method to design a transition from coaxial waveguide to a loaded double ridge waveguide is proposed. This method allows the use of the large frequency bandwidth ridge waveguides present. In the example shown, a reflection coefficient smaller than -10dB is obtained in a fractional bandwidth of 250% (f_1 -8*f₁). The similarities between the dominant TEM modes of microstrip waveguide and loaded double ridge waveguides are the basis of this design method. The complete transition is made up through an intermediate transition to microstrip waveguide. Excellent behaviour is obtained.

La guía ridge sin carga dieléctrica nos proporciona un espacio frecuencial libre $\lambda_{c1}/\lambda_{c2}$ de, como mucho 6. Si esta guía ridge se carga con un dieléctrico podemos ampliar este rango. El ejemplo propuesto utiliza un ancho de banda $\lambda_{c1}/\lambda_{c2} = 8$. Para no utilizar una relación tan ajustada, la guía se diseñará para una relación de 9.

I. INTRODUCCIÓN

En la introducción vamos a explicar brevemente los principios de la guía ridge [1]. La guía ridge (fig. 1) se utiliza en numerosos equipamientos de microondas que requieren un gran ancho de banda. Una característica importante de este tipo de guíaonda comparada con la guíaonda rectangular convencional es que presenta una mayor separación entre las frecuencias de corte del modo fundamental y el primer modo de orden superior; de tal manera que el ancho de banda es superior. La frecuencia de corte de los modos se varía modificando únicamente las dimensiones del ridge. Como inconveniente cabe citar que la atenuación introducida por este tipo de guías es superior a la introducida por las guías rectangulares convencionales y que su fabricación es más compleja.

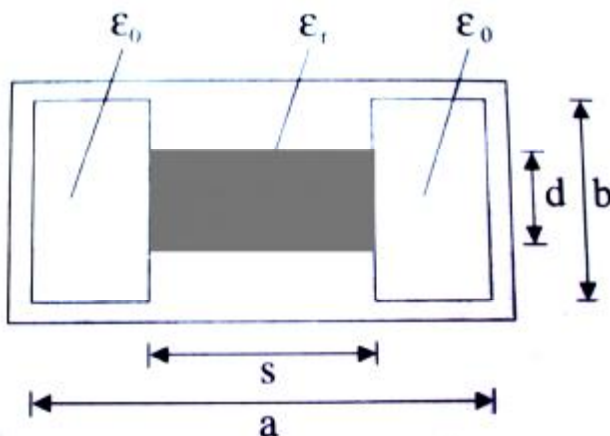


Fig. 1. Sección transversal de guía ridge cargada con un dieléctrico [1].

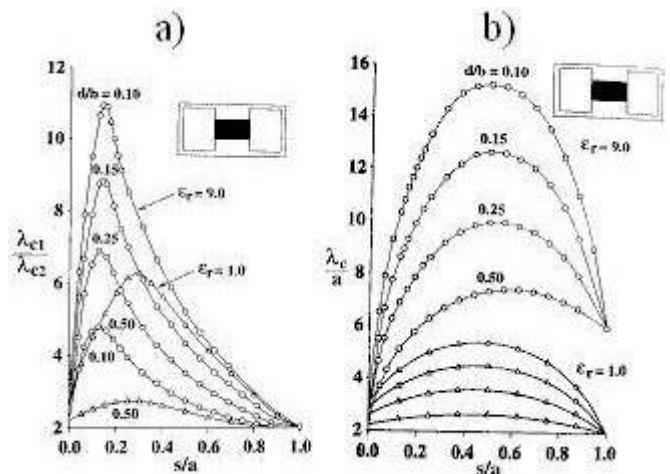


Fig. 2. Relaciones fundamentales de la guía ridge cargada [1].

En la fig. 2a se observa que, para un dieléctrico de $\epsilon_r = 9$, hemos de tener un s/a en torno a 0.18 y un d/b en torno a 0.15. Ahora queda por determinar a y b , que lo haremos con la frecuencia de corte f e imponiendo dimensiones exteriores rectangulares ($a = 2 \cdot b$).

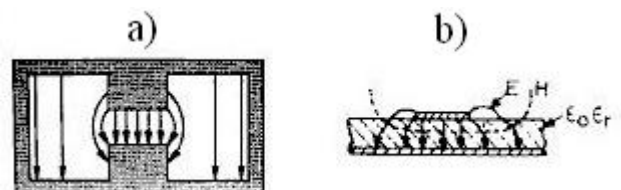


Fig. 3. Comparativa de los modos en guía ridge y microstrip.

a) Guía de doble ridge.
b) Guía microstrip.

Con las relaciones anteriores obtenemos de la fig. 2b que λ_{c1}/a está en torno a 11. Para la elección de d , habrá que optar por un grosor que pueda ser suministrado por los fabricantes de materiales dieléctricos.

II. DISEÑO DE LA TRANSICIÓN

Se ha diseñado un adaptador coaxial con conector tipo N a una guía de doble ridge cargada con un dieléctrico de $\epsilon_r = 9$ con un paso intermedio por guía microstrip, basándonos en la similitud de los modos fundamentales de ambas guías, como se puede apreciar en la fig. 3. La idea de utilizar un paso intermedio por guía microstrip para pasar desde coaxial a una guía ridge sencilla se explica en [2].

A. Transición de guía microstrip a guía ridge cargada

Partimos de una guía microstrip de sustrato de grosor h la distancia entre ridges d con $\epsilon_r = 9$ y una pista de anchura igual que la anchura del ridge s .

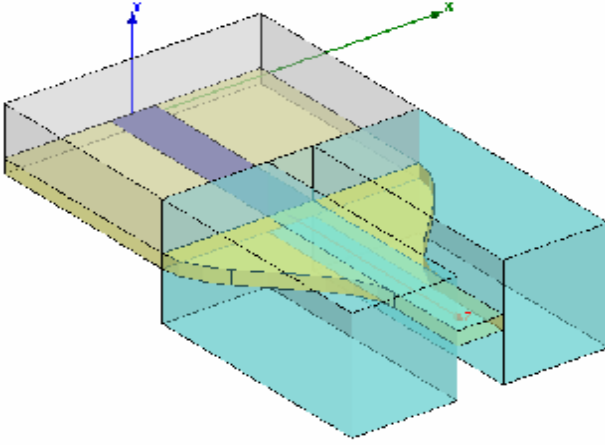


Fig. 4. Transición de microstrip a guía ridge cargada.

El dieléctrico entra en la guía ridge ocupando toda su anchura, pero hemos de tenerlo sólo entre las crestas. Por eso diseñamos un taper de anchura del dieléctrico desde a hasta s . Optamos por un taper cosenoidal por ser tangencial a ambos extremos. La fórmula de la anchura en el taper cosenoidal es:

$$ANCHURA(mm) = a + \frac{s-a}{2} \cdot \left\{ \cos\left(-180^\circ + \frac{z}{L_{int}} \cdot 180^\circ\right) + 1 \right\} \quad (1)$$

Ahora hay que determinar la longitud óptima de la transición cosenoidal (L_{int}). Con un simulador electromagnético obtenemos que L_{int}/λ_1 ha de ser 0.033.

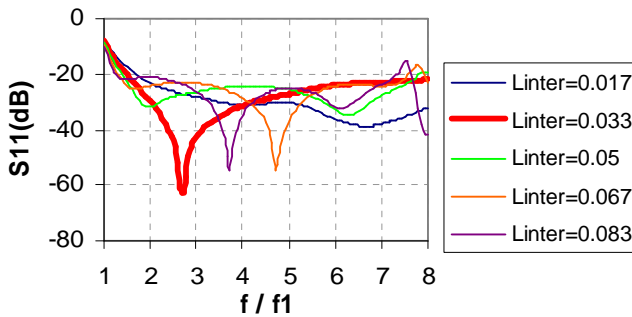


Fig. 5. Transición de microstrip a guía ridge cargada con L_{int} normalizada en función de λ_1 .

B. Transición de coaxial a guía microstrip

Ahora diseñaremos la transición de coaxial a microstrip. El conector coaxial tiene una impedancia Z . La misma impedancia en microstrip de grosor d y $\epsilon_r = 9$ se da con una anchura de pista de W . El conversor coaxial-microstrip se realiza soldando directamente sobre la pista el pin del coaxial.

Variamos la longitud del pin sobre la tira microstrip para determinar una longitud aceptable (fig. 6).

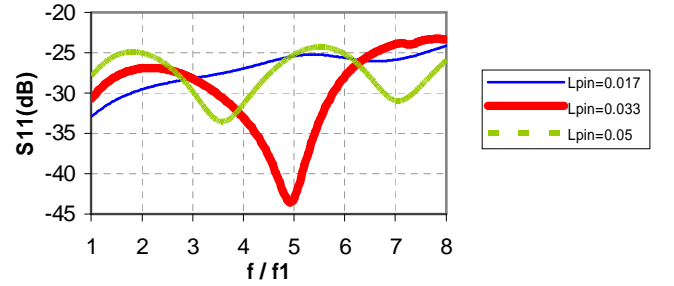


Fig. 6. Transición de microstrip a guía ridge cargada con L_{pin} normalizada en función de λ_1 .

Vemos que el mejor valor es $L_{pin}/\lambda_1 = 0.033$, pero si tenemos $L_{pin}/\lambda_1 = 0.017$, mantenemos $S_{11} < -25$ dB en casi toda la banda. Con esto llegamos a la conclusión de que este parámetro no es crítico y aceptaremos cualquier transición hembra de soldado comercial.

C. Adaptador de impedancias

Tenemos que hacer ahora una transformación de impedancias en microstrip desde W hasta s . Para ello optaremos por un adaptador de anchura de línea exponencial, ampliamente conocido.

Se ha simulado con 9 trapecios de igual longitud y anchuras exponencialmente crecientes. Probamos con varias longitudes del tramo exponencial (Ladap), y obtenemos las siguientes reflexiones.

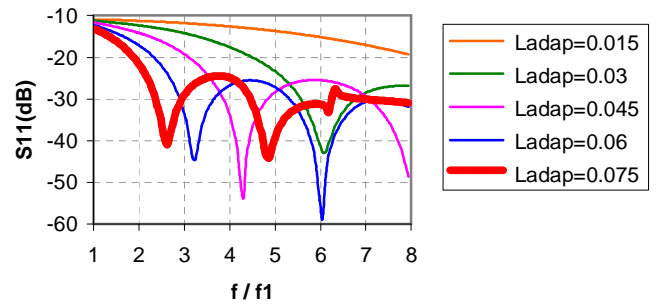


Fig. 7. Respuesta en frecuencia del adaptador de impedancias con L_{adap} normalizada en función de λ_1 .

Como era de esperar, a mayor longitud del adaptador de impedancias, mejor es la reflexión que provoca. Pero nosotros sólo buscamos coeficientes de reflexión mejores que -10 dB, con lo que nos es suficiente una longitud de $L_{adap}/\lambda_1 = 0.015$. Pero para conseguir mejores prestaciones elegimos $L_{adap}/\lambda_1 = 0.075$, que mejora más de 10 dB en casi toda la banda.

D. Transición completa

Ahora encadenaremos todos los elementos que hemos citado anteriormente. La transición completa se muestra en la fig. 8.

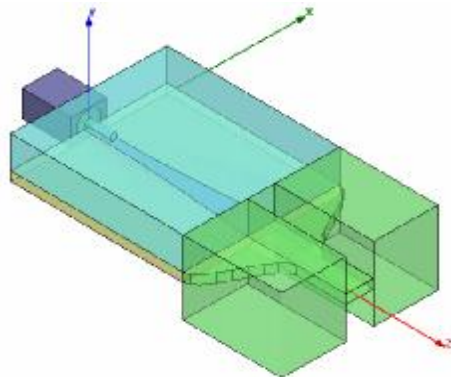


Fig. 8. Transición completa de coaxial a guía doble ridge cargada.

El S_{11} obtenido con esta transición total de coaxial a guía de onda de doble ridge cargada se muestra en la fig. 9.

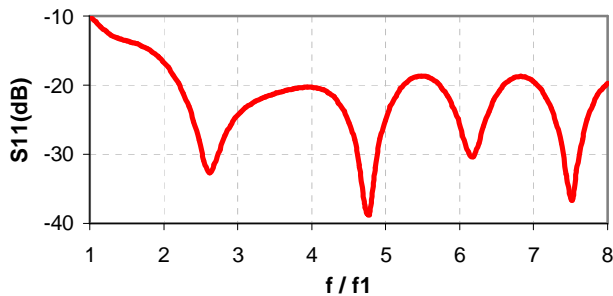


Fig. 9. Respuesta en frecuencia de la transición completa.

Como se aprecia en la fig. 8, obtenemos en casi toda la banda una reflexión inferior a -20dB, excepto en la banda $f_1 - 2*f_1$, que se es un poco más alta, pero siempre se cumple la especificación de -10dB.

E. Detalles de fabricación

La guía microstrip irá insertada en una caja metálica que proporcionará robustez y rigidez al mismo.

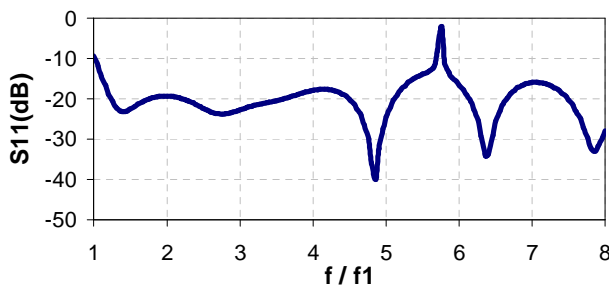


Fig. 10. Respuesta en frecuencia con tapa metálica.

Para sujetar el coaxial al conjunto, utilizaremos un conector coaxial hembra de panel con 4 tornillos, con el fin de asegurar que la conexión sea mecánicamente robusta y no se rompa la soldadura por torsión. Para fijar esta conexión, la pared ha de ser metálica.

La parte superior de la zona microstrip también habremos de taparla para garantizar la estanqueidad. Si lo tapamos con una tapa metálica a la misma altura que la guía ridge, aparecen resonancias, ver fig. 10.

Hemos de realizar un estudio de distintas alturas h de la tapa al dieléctrico, obteniendo el resultado de la fig. 11.

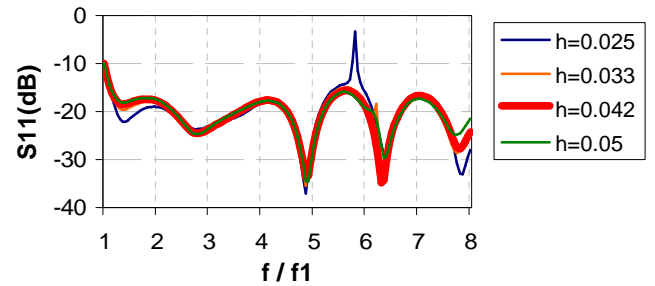


Fig. 11. Respuesta en frecuencia con tapa metálica a distintas h normalizadas a λ_1 .

Así, elegimos que la tapa esté a $h/\lambda_1=0.042$ del dieléctrico, que no presenta resonancias y tiene una reflexión más continua que con 0.033.

Finalmente la transición completa es la mostrada en la fig. 12.

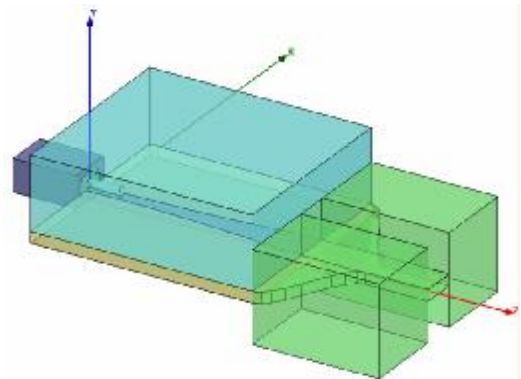


Fig. 12. Transición final coaxial a guía doble ridge cargada

CONCLUSIONES

Se ha desarrollado un método sencillo para aprovechar al máximo el gran ancho de banda que ofrecen las guías ridge en una transición desde coaxial.

La reflexión obtenida es mejor que las especificaciones marcadas en un principio. El tamaño de la transición no es excesivamente grande (inferior a $0.2*\lambda_1$).

AGRADECIMIENTOS

Este trabajo ha sido financiado gracias a un convenio específico de colaboración entre el Instituto de Física Aplicada del CSIC y la UPNA.

REFERENCIAS

- [1] Helszajn, J., "Ridge waveguides and passive microwave components", The Institution of Electrical Engineers, 2000
- [2] Izadian, Jamal S. y Izadian, Shahim M., "Microwave Transition Design", Artech House, 1988